

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-289700
 (43)Date of publication of application : 10.10.2003

(51)Int.Cl.

H02P 21/00

H02P 7/63

(21)Application number : 2002-088815

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 27.03.2002

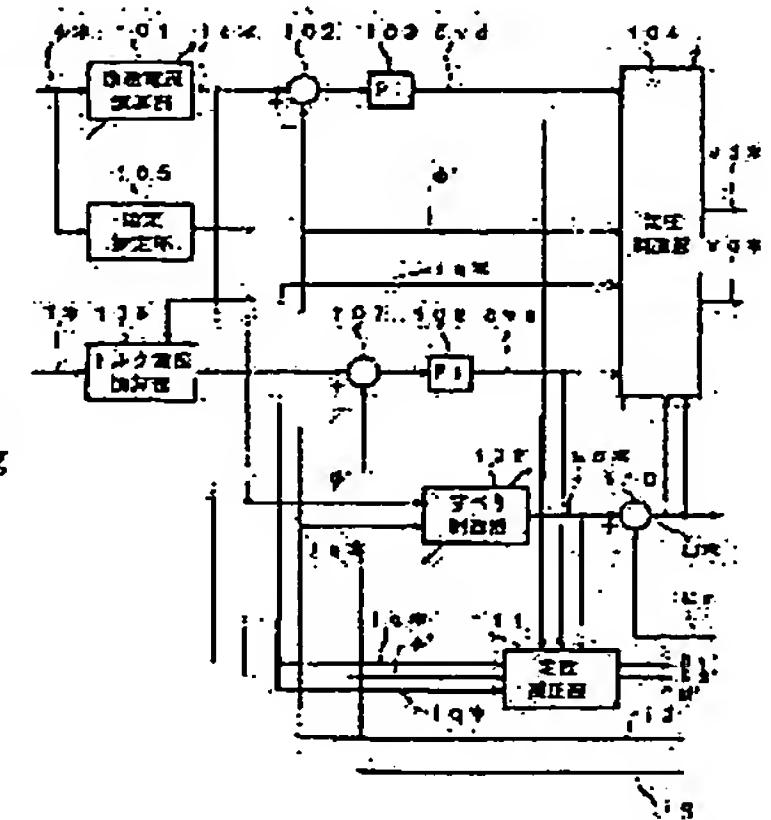
(72)Inventor : ISHIDA SEIJI
OKUYAMA TOSHIAKI
SUZUKI MASAHITO
KOJIMA TETSUO

(54) CONTROL UNIT FOR INDUCTION MOTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To simultaneously compensate set mistakes of a secondary resistance and a mutual inductance of a control unit for an induction motor.

SOLUTION: A control unit for an induction motor comprises a rotating coordinates converting means for converting a current flowing to the motor into an exciting current detected value and a torque current detected value of the rotating coordinates, and a frequency voltage control means for controlling a frequency and the voltage of the motor on the basis of a set value of a motor constant including the secondary resistance and the mutual inductance of the motor. The frequency voltage control means includes current control means 101, 106 for controlling the voltage applied to the motor on the basis of a difference between an exciting current command and an exciting current detected value, and a difference between a torque current command and a torque current detected value, and a motor constant correcting means 111 for correcting the set values of the secondary resistance and the mutual inductance on the basis of the outputs of the means 101 and the means 106.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-289700

(P2003-289700A)

(43)公開日 平成15年10月10日 (2003.10.10)

(51)Int.Cl.

H02P 21/00
7/63

識別記号

302

F I

H02P 7/63
5/408

テーマト(参考)

302D 5H576
A

審査請求 未請求 請求項の数 8 OL (全 11 頁)

(21)出願番号 特願2002-88815(P2002-88815)

(22)出願日 平成14年3月27日 (2002.3.27)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目 6 番地

(72)発明者 石田 誠司

茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 奥山 俊昭

茨城県日立市大みか町七丁目 1 番 1 号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(74)代理人 100098017

弁理士 吉岡 宏嗣

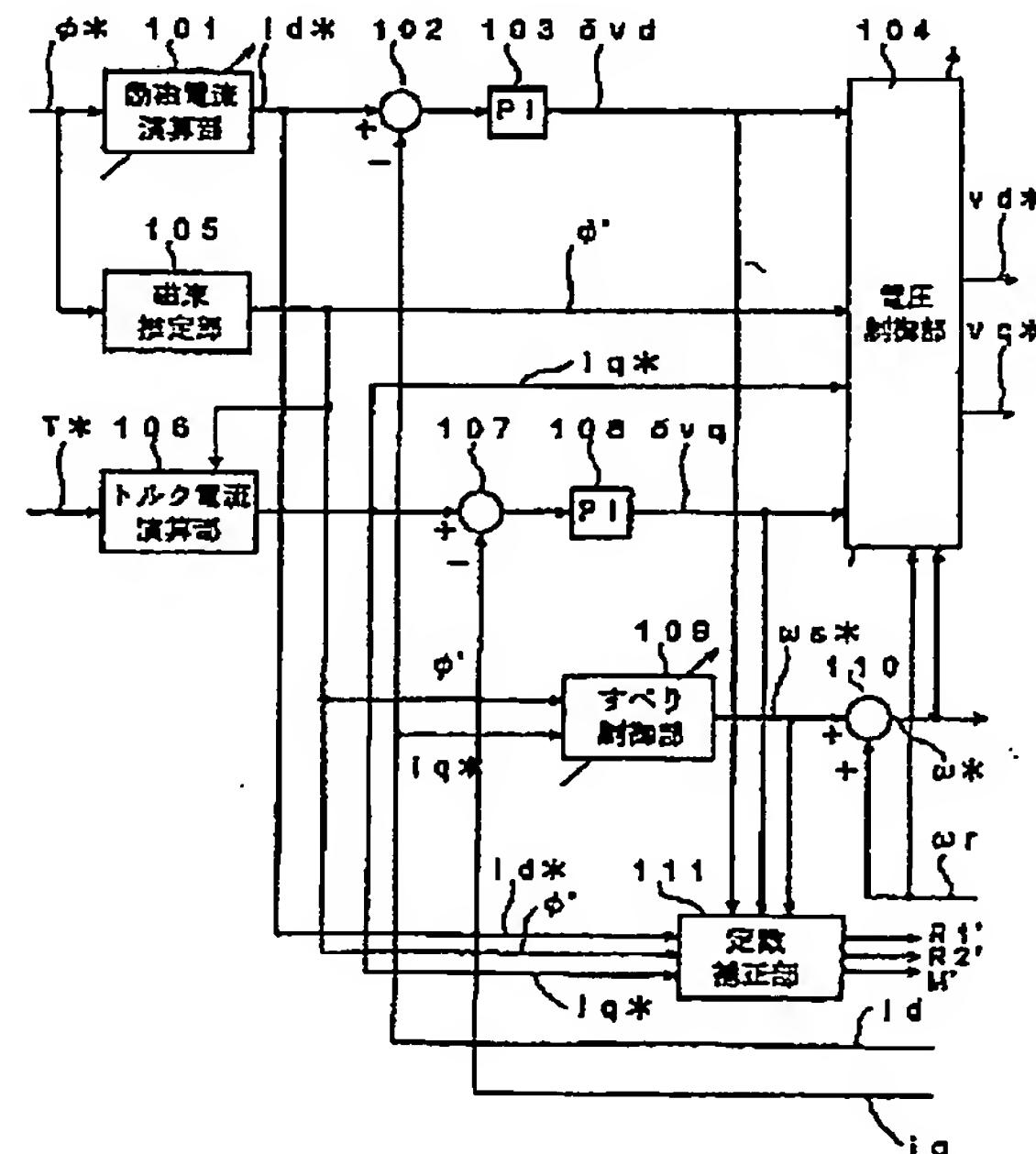
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 誘導電動機の制御装置

(57)【要約】

【課題】 誘導電動機の制御装置における二次抵抗と相互インダクタンスの設定誤差を同時に補償する。

【解決手段】 誘導電動機に流れる電流を回転座標系の励磁電流検出値とトルク電流検出値に変換する回転座標系変換手段と、誘導電動機の二次抵抗と相互インダクタンスを含むモータ定数の設定値に基づき誘導電動機の周波数及び電圧を制御する周波数電圧制御手段とを備え、周波数電圧制御手段は、励磁電流指令と励磁電流検出値との差及びトルク電流指令とトルク電流検出値との差に基づき誘導電動機に印加する電圧を制御する電流制御手段101、106と、励磁電流制御手段101とトルク電流制御手段106の出力に基づき二次抵抗と相互インダクタンスの設定値を補正するモータ定数補正手段111とを有してなることを特徴とする。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 誘導電動機に流れる電流を検出して回転座標系の励磁電流検出値とトルク電流検出値に変換する回転座標系変換手段と、前記誘導電動機の二次抵抗と相互インダクタンスを含むモータ定数の設定値に基づき前記誘導電動機の周波数及び電圧を制御する周波数電圧制御手段とを備え、前記周波数電圧制御手段は、励磁電流指令と前記励磁電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御する励磁電流制御手段と、トルク電流指令と前記トルク電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御するトルク電流制御手段と、前記励磁電流制御手段と前記トルク電流制御手段の出力に基づき前記二次抵抗と前記相互インダクタンスの設定値を補正するモータ定数補正手段とを有してなる誘導電動機の制御装置。

【請求項 2】 前記モータ定数補正手段は、前記励磁電流制御手段及び前記トルク電流制御手段の出力から d 軸の磁束誤差を推定し、この d 軸の磁束誤差を低減するよう前記相互インダクタンスの設定値を補正し、前記励磁電流制御手段及び前記トルク電流制御手段の出力から q 軸の磁束誤差を推定し、この q 軸の磁束誤差を低減するよう二次抵抗の設定値を補正することを特徴とする請求項 1 に記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 3】 前記モータ定数補正手段は、前記誘導電動機の回転速度が設定値より大きい場合にのみ、前記二次抵抗と前記相互インダクタンスの設定値を補正することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 4】 誘導電動機に流れる電流を検出して回転座標系の励磁電流検出値とトルク電流検出値に変換する回転座標系変換手段と、前記誘導電動機の二次抵抗を含むモータ定数の設定値に基づき前記誘導電動機の周波数及び電圧を制御する周波数電圧制御手段とを備え、前記周波数電圧制御手段は、励磁電流指令と前記励磁電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御する励磁電流制御手段と、トルク電流指令と前記トルク電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御するトルク電流制御手段と、前記モータ定数の設定値を補正するモータ定数補正手段とを有し、前記モータ定数補正手段は、前記回転速度が設定値以上のとき、前記励磁電流制御手段及び前記トルク電流制御手段の出力から d 軸の磁束誤差を推定し、この d 軸の磁束誤差を低減するよう前記相互インダクタンスの設定値を補正するとともに、前記トルク電流制御手段の出力から前記誘導電動機の q 軸の起電力を求め、この q 軸起電力にすべり周波数指令と二次時定数の設定値を乗じた値により前記相互インダクタンスの設定値をさらに補正し、前記励磁電流制御手段及び前記トルク電流制御手段の出力から q 軸の磁束誤差を推定し、この q 軸の磁束誤差を低減するよう二次抵抗の設定値を補正するとともに、前記 d 軸の磁束誤差により前記二次抵抗の設定値をさらに補正するモータ定数補正手段とを有してなる誘導電動機の制御装置。

【請求項 5】 誘導電動機に流れる電流を検出して回転座標系の励磁電流検出値とトルク電流検出値に変換する回転座標系変換手段と、前記誘導電動機の二次抵抗と相互インダクタンスを含むモータ定数の設定値に基づき前記誘導電動機の周波数及び電圧を制御する周波数電圧制御手段とを備え、前記周波数電圧制御手段は、励磁電流指令と前記励磁電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御する励磁電流制御手段と、トル

ク電流指令と前記トルク電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御するトルク電流制御手段と、前記励磁電流制御手段及び前記トルク電流制御手段の出力から d 軸の磁束誤差を推定し、この d 軸の磁束誤差を低減するよう前記相互インダクタンスの設定値を補正するとともに、前記トルク電流制御手段の出力から前記誘導電動機の q 軸の起電力を求め、この q 軸起電力にすべり周波数指令と二次時定数の設定値を乗じた値により前記相互インダクタンスの設定値をさらに補正し、前記励磁電流制御手段及び前記トルク電流制御手段の出力から q 軸の磁束誤差を推定し、この q 軸の磁束誤差を低減するよう二次抵抗の設定値を補正するとともに、前記 d 軸の磁束誤差により前記二次抵抗の設定値をさらに補正するモータ定数補正手段とを有してなる誘導電動機の制御装置。

【請求項 6】 前記モータ定数補正手段は、前記誘導電動機の回転速度が設定値より大きい場合にのみ、前記二次抵抗と前記相互インダクタンスの設定値を補正することを特徴とする請求項 5 に記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 7】 誘導電動機の一次抵抗の設定値を前記二次抵抗の補正量に基づいて補正することを特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 8】 誘導電動機に流れる電流を検出して回転座標系の励磁電流検出値とトルク電流検出値に変換する回転座標系変換手段と、前記誘導電動機の二次抵抗と相互インダクタンスを含むモータ定数の設定値に基づき前記誘導電動機の周波数及び電圧を制御する周波数電圧制御手段とを備え、前記周波数電圧制御手段は、励磁電流指令と前記励磁電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御する励磁電流制御手段と、トルク電流指令と前記トルク電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御するトルク電流制御手段と、前記モータ定数の設定値を補正するモータ定数補正手段とを有し、前記モータ定数補正手段は、前記回転速度が設定値以上のとき、前記励磁電流制御手段及び前記トルク電流制御手段の出力から d 軸の磁束誤差を推定し、この d 軸の磁束誤差を低減するよう前記相互インダクタンスの設定値を補正するとともに、前記トルク電流制御手段の出力から前記誘導電動機の q 軸の起電力を求め、この q 軸起電力にすべり周波数指令と二次時定数の設定値を乗じた値により前記相互インダクタンスの設定値をさらに補正する相互インダクタンス補正部と、前記回転速度が設定値以上のとき、前記励磁電流制御手段及び前記トルク電流制御手段の出力から q 軸の磁束誤差を推定し、この q 軸の磁束誤差を低減するよう二次抵抗の設定値を補正するとともに、前記 d 軸の磁束誤差により前記二次抵抗の設定値をさらに補正し、前記すべり周波数指令と前記二次時定数の設定値を乗じた値により前記二次抵抗の設定値をさらに補正し、前記

回転速度が設定値未満のとき前記トルク電流制御手段の出力に基づき前記二次抵抗の設定値を補正する二次抵抗補正部とを有してなる誘導電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、誘導電動機の制御装置に係り、特にモータ定数の推定値に基づいてトルクを制御する制御系を有する誘導電動機の制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】誘導電動機の発生トルクを高精度に制御する制御方法として、ベクトル制御が知られている。ベクトル制御においては、制御装置に設定されたモータ定数の設定値に基づいてトルク制御に係るd q軸の電流指令等を演算して誘導電動機を制御するようにしている。したがって、モータ定数の設定値と実際のモータ定数との間に誤差があると、発生するトルクに誤差が生じる問題がある。例えば、誘導電動機の相互インダクタンスは、励磁量によって変化することが知られている。また、誘導電動機の一次抵抗及び二次抵抗は、温度によって変化することが知られている。なお、一次抵抗と二次抵抗の変化は互いに相関があるが、一般に二次抵抗の設定値の誤差の影響が大きいことも知られている。

【0003】このようなモータ定数の設定値と実際値との誤差を運転中に補正するため、特開平1-194883号には、d軸電圧相当の指令値の偏差を低減するよう二次抵抗の設定値を補正する方法が提案されている。また、特開平4-193090号には、d軸磁束相当の指令値の偏差を低減するよう励磁インダクタンスの設定値を補正する方法が提案されている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】ところで、高精度なトルク制御を実現するためには、モータ定数の内、二次抵抗と相互インダクタンスの誤差を同時に補正することが必要である。しかし、特開平1-194883号及び特開平4-193090号は、それらの補正方法を同時に適用する場合、補正が相互に干渉してしまうという問題については配慮されていない。

【0005】また、特開平1-194883号に記載の方法により二次抵抗の設定値を補正する場合、回転速度の小さい領域において、d軸磁束相当の指令値の偏差の極性が反転することにより、二次抵抗の補正が発散する問題がある。

【0006】本発明は、誘導電動機の制御装置における二次抵抗と相互インダクタンスの設定誤差を同時に補償することを第1の課題とする。

【0007】また、回転速度が小さい領域においても安定して二次抵抗の設定誤差を補償することを第2の課題とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明の誘導電動機の制御装置は、第1の課題を解決するため、誘導電動機に流れる電流を検出して回転座標系の励磁電流検出値とトルク電流検出値に変換する回転座標系変換手段と、前記誘導電動機の二次抵抗と相互インダクタンスを含むモータ定数の設定値に基づき前記誘導電動機の周波数及び電圧を制御する周波数電圧制御手段とを備え、前記周波数電圧制御手段は、励磁電流指令と前記励磁電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御する励磁電流制御手段と、トルク電流指令と前記トルク電流検出値との差に基づき前記誘導電動機に印加する電圧を制御するトルク電流制御手段と、前記励磁電流制御手段と前記トルク電流制御手段の出力に基づき前記二次抵抗と前記相互インダクタンスの設定値を補正するモータ定数補正手段とを有してなることを特徴とする。この場合は、誘導電動機の回転速度が設定値より大きい場合に好適である。

【0009】また、第2の課題を解決するため、前記モータ定数補正手段は、前記誘導電動機の回転速度が設定値より小さい場合は、前記トルク電流制御手段の出力に基づき前記二次抵抗の設定値のみを補正することを特徴とする。

【0010】なお、前述したように、誘導電動機の一次抵抗は二次抵抗に相関することから、二次抵抗の補正量に基づき一次抵抗を補正することができる。

【0011】このように構成することにより、回転速度が設定値より大きい領域では、例えば、励磁電流制御手段及びトルク電流制御手段の出力からd軸の磁束誤差を推定し、このd軸の磁束誤差を低減するよう相互インダクタンスの設定値を補正することにより、相互インダクタンスの設定誤差を低減できる。また、例えば、励磁電流制御手段及びトルク電流制御手段の出力からq軸の磁束誤差を推定し、このq軸の磁束誤差を低減するよう二次抵抗の設定値を補正することにより、二次抵抗の設定誤差を低減できる。

【0012】この場合において、トルク電流制御手段の出力から誘導電動機のq軸の起電力を求め、このq軸起電力にすべり周波数指令と二次時定数の設定値を乗じた値により、相互インダクタンスの設定値をさらに補正することが好ましい。これによれば、二次抵抗の補正が相互インダクタンスの補正に与える干渉を補償することができる。また、上述したd軸の磁束誤差により、二次抵抗の設定値をさらに補正することが好ましい。これによれば、相互インダクタンスの補正が二次抵抗の補正に与える干渉を補償することができる。

【0013】一方、回転速度が設定値より低い領域では、トルク電流制御手段の出力から誘導電動機のq軸の起電力を求め、起電力を低減するよう二次抵抗の推定値を補正することにより、二次抵抗の推定誤差を低減できる。さらに、二次抵抗の補正と同様に一次抵抗の推定

値を補正することにより、一次抵抗、二次抵抗及び相互インダクタンスの推定精度を一層向上させることができる。

【0014】

【発明の実施の形態】以下、本発明を実施の形態に基づいて説明する。図1に、本発明の誘導電動機の制御装置の主要部である周波数電圧制御部の一実施形態の構成図を示す。図2に、本発明を車両駆動用の誘導電動機に適用した制御装置の一実施形態の全体構成図を示す。

【0015】図2に示すように、直流電源1から架線2と軌道3との間に直流電圧が印加されている。架線2には、図示していない車両に取り付けられた集電器4が接して、かつ摺動自由に設けられる。起動3には図示していない車両に取り付けられた車輪5が転動自由に設けられる。集電器4はリアクトル6を介して電力変換器8の電源端の正極に接続され、電力変換器8の電源端の負極は車輪5に接続されている。電力変換器8の正負極間にには、リアクトル6とともにフィルタを構成するコンデンサ7が接続されている。これにより、電力変換器8から直流電源1に流れる高周波電流を低減している。このように、直流電源1の正極は架線2と集電器4とリアクトル6を介して電力変換器8の正極に接続され、直流電源1の負極は軌道3と車輪5を介して電力変換器8の負極に接続されている。

【0016】一方、電力変換器8の負荷端には誘導電動機9が接続されている。誘導電動機9に流れる電流は電流検出器10により検出される。誘導電動機の回転速度

$$\begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

電圧座標変換部15では、積分器16の出力である位相θに基づき(2)式を用いて、周波数電圧制御部14から出力されるd軸電圧指令vd*とq軸電圧指令vq*を三相のU相電圧指令vu*、V相電圧指令vv*及びW

$$\begin{bmatrix} vu^* \\ vv^* \\ ww^* \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0.5 & \sqrt{3}/2 \\ -0.5 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} vd^* \\ vq^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

電力変換器8は、入力される電圧指令に従い、直流電圧を三相交流電圧に変換して誘導電動機9に出力する。これによって、誘導電動機9は周波数電圧制御部14により駆動制御されるようになっている。

【0021】次に、図1を用いて周波数電圧制御部14の詳細を説明する。図1に示すように、励磁電流制御部101では、入力される磁束指令φ*と定数補正部111で補正された相互インダクタンスの補正設定値M'から、(3)式を用いてd軸電流指令id*を演算する。

【0022】

は速度検出器11により検出される。電力変換器8を制御する制御装置は、マイクロコントローラ等により構成され、大きな機能に分けると、電流座標変換部13、周波数電圧制御部14、電圧座標変換部15、及び積分器16を含んで構成される。なお、図2において、直流電源1、架線2及び軌道3は地上に設置され、残りの部分は車両に搭載される。

【0017】次に、制御装置の詳細構成について説明する。周波数電圧制御部14には、トルク指令T*及び磁束指令φ*と、速度検出器11で検出された回転速度ωrと、電流座標変換部13により変換されたd軸電流(励磁電流)検出値id及びq軸電流(トルク電流)検出値iqとが入力される。これにより、周波数電圧制御部14は、誘導電動機の状態方程式にしたがって、トルク指令T*及び磁束指令φ*に応じたd軸電圧指令vd*とq軸電圧指令vq*、及び周波数指令ω*を生成して出力する。

【0018】周波数指令ω*は積分器16に入力され、積分器16からは位相θが電流座標変換部13と電圧座標変換部15に出力される。電流座標変換部13では、積分器16の出力である位相θに基づき(1)式を用いて電流検出器10で検出したU相電流iu、V相電流iv及びW相電流iwを回転座標変換し、d軸電流検出値id、q軸電流検出値iqを求める。

【0019】

【数1】

$$\begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

相電圧指令vw*に変換して電力変換器8に出力する。

【0020】

【数2】

$$\begin{bmatrix} vu^* \\ vv^* \\ ww^* \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0.5 & \sqrt{3}/2 \\ -0.5 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} vd^* \\ vq^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

【数3】

$$id^* = \frac{\phi^*}{M}, \quad (3)$$

励磁電流制御部101から出力されるd軸電流指令id*は、減算器102においてd軸電流検出値idとの偏差が求められる。その偏差は、励磁電流制御部103において比例積分(PI)処理され、d軸補償電圧δvdが電圧制御部104に出力される。つまり、減算器102及び励磁電流制御部103では、d軸電流指令id*とd軸電流検出値idから(4)式を用いてd軸補償電

圧 δv_d を求め、d 軸電流指令 i_d^* に d 軸電流検出値 i_d が一致するよう制御する。なお、同式において、 K_{pd} と K_{id} は制御ゲインであり、 s は微分演算子である。

【0023】

【数4】

$$\delta v_d = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_d^* - i_d) \quad (4)$$

一方、磁束推定部 105 では、入力される磁束指令 ϕ^* から (5) 式を用いて磁束推定値 ϕ' を演算し、電圧制御部 104 に出力する。なお、同式において、 T_2^* は二次時定数の設定値である。

【0024】

【数5】

$$\phi' = \frac{\phi^*}{1 + T_2^* \cdot s} \quad (5)$$

トルク電流演算部 106 では、入力されるトルク指令 T^* と磁束推定値 ϕ' から (6) 式を用いて q 軸電流指令 i_q^* を求める。なお、同式において、 L_2^* は二次インダクタンスの設定値、 M^* は相互インダクタンスの設定値、 P は誘導電動機 9 の極数である。

【0025】

【数6】

$$i_q^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{L_2^* \cdot T^*}{P \cdot M^* \cdot \phi'} \quad (6)$$

トルク電流演算部 106 から出力される q 軸電流指令 i_q^* は、減算器 107 において q 軸電流検出値 i_q との偏差が求められ、その偏差はトルク電流制御部 108 において PI 处理され、q 軸補償電圧 δv_q が電圧制御部

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega^* \cdot L_2^* \\ \omega^* \cdot L_2^* & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_2^* \cdot \frac{M^*}{L_2^{*2}} \\ \frac{M^*}{L_2^*} \end{bmatrix} \cdot \phi' + \begin{bmatrix} \delta v_d \\ \delta v_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

定数補正部 111 では、d 軸電流指令 i_d^* 、q 軸電流指令 i_q^* 、磁束推定値 ϕ' 、d 軸補償電圧 δv_d 、q 軸補償電圧 δv_q 、及びすべり周波数指令 ω_s^* から、一次抵抗の補正設定値 R_1' 、二次抵抗の補正設定値 R_2' 、及び相互インダクタンスの補正設定値 M' を演算により求める。

【0030】図 1において、一次抵抗の補正設定値 R_1' 、二次抵抗の補正設定値 R_2' 、及び相互インダクタンスの補正設定値 M' が入力されるブロックには、斜

$$\begin{bmatrix} ed \\ eq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta v_d \\ \delta v_q \end{bmatrix} - \left\{ R_1' + R_2' \cdot \left(\frac{M^*}{L_2^*} \right)^2 \right\} \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

磁束誤差演算部 202 は、起電力演算部 201 で求められた d 軸起電力 e_d 及び q 軸起電力 e_q を取り込み、

(11) 式を用いて d 軸磁束誤差 $\delta \phi_d$ 及び q 軸磁束誤

104 に出力される。つまり、減算器 107 及びトルク電流制御部 108 では、q 軸電流指令 i_q^* と q 軸電流検出値 i_q から (7) 式を用いて q 軸補償電圧 δv_q を求め、q 軸電流指令 i_q^* に q 軸電流検出値 i_q が一致するよう制御する。なお、同式で、 K_{pq} と K_{iq} は制御ゲインである。

【0026】

【数7】

$$\delta v_q = \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_q^* - i_q) \quad (7)$$

また、すべり制御部 109 では、q 軸電流指令 i_q^* 、磁束推定値 ϕ' 、及び二次抵抗の補正設定値 R_2' から (8) 式を用いてすべり周波数指令 ω_s^* を演算する。

【0027】

【数8】

$$\omega_s^* = R_2' \cdot \frac{M^* \cdot i_q^*}{L_2^* \cdot \phi'} \quad (8)$$

加算器 110 では、すべり制御部 109 で演算したすべり周波数指令 ω_s^* に回転速度 ω_r を加算して周波数指令 ω^* を求めて電圧制御部 104 に出力する。

【0028】電圧制御部 104 では、d 軸電流指令 i_d^* 、q 軸電流指令 i_q^* 、磁束推定値 ϕ' 、d 軸補償電圧 δv_d 、q 軸補償電圧 δv_q 、回転速度 ω_r 、周波数指令 ω^* 、及び二次抵抗の補正設定値 R_2' から、(9) 式により d 軸電圧指令 v_d^* 及び q 軸電圧指令 v_q^* を求める。なお、同式で、 i_d^* は一次換算漏れインダクタンス設定値である。

【0029】

【数9】

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_2' \cdot \frac{M^*}{L_2^{*2}} \\ \frac{M^*}{L_2^*} \end{bmatrix} \cdot \phi' + \begin{bmatrix} \delta v_d \\ \delta v_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

め矢印を付して、各補正設定値の入力の図示を省略している。

【0031】次に、図 3 を用いて、本発明の特徴部に係る定数補正部 111 の詳細を説明する。図において、起電力演算部 201 は、d 軸補償電圧 δv_d と q 軸補償電圧 δv_q を取り込み、(10) 式を用いて d 軸起電力 e_d 及び q 軸起電力 e_q を演算する。

【0032】

【数10】

$$\begin{bmatrix} ed \\ eq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta v_d \\ \delta v_q \end{bmatrix} - \left\{ R_1' + R_2' \cdot \left(\frac{M^*}{L_2^*} \right)^2 \right\} \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

差 $\delta \phi_d$ を演算する。

【0033】

【数11】

9

10

$$\begin{bmatrix} \delta\phi_d \\ \delta\phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_2 \cdot \frac{M^*}{L_2^{*2}} & -\omega_r \cdot \frac{M^*}{L_2^*} \\ \omega_r \cdot \frac{M^*}{L_2^*} & -R_2 \cdot \frac{M^*}{L_2^{*2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ed \\ eq \end{bmatrix} \quad (11)$$

図3において、一点鎖線231で囲まれたブロックが相互インダクタンスの定数補正部231であり、一点鎖線232で囲まれたブロックが一次抵抗及び二次抵抗の定数補正部232である。また、図において、係数器206, 207, 216, 217のゲインGHは、図4に示すように、回転速度 ω_r が設定値 ω_{r1} 以下のとき「0」で、 ω_{r1} を超えて ω_{r2} 未満のとき「0」から「1」に比例して変化し、 ω_{r2} 以上のとき「1」となるように設定されている。また、係数器219のゲインGLは、図4に示すように、ゲインGHに相反するように設定されている。つまり、係数器206, 207, 216, 217及び219は、ゲインが「1」のときに信号を伝達し、「0」のときに信号の伝達を遮断する実質的なスイッチとして作用する。ただし、 ω_{r1} を超えて ω_{r2} 未満のときは、双方の係数器のゲインに応じて信

号が伝達される。

【0034】次に、定数補正部111の原理について説明する。(設定値に誤差がないとき) 誘導電動機9のモータ定数と制御装置に設定されたモータ定数とに誤差がない場合を説明する。ここで、定常状態すなわち $s=0$ について考えるものとする。周波数 ω^* で回転する回転座標軸上での誘導電動機の状態方程式は、一般に(12)式、(13)式、(14)式及び(15)式で表される。それらの式において、 v_d はd軸電圧、 v_q はq軸電圧、 ϕ_d はd軸磁束、 ϕ_q はq軸磁束、 R_d は一次換算の抵抗、 l_d は一次換算の漏れインダクタンス、 M は相互インダクタンス、 R_2 は二次抵抗、 L_2 は二次インダクタンス、 T_2 は二次時定数である。

【0035】

【数12】

$$vd = (R_d + s \cdot l_d) \cdot id - \omega^* \cdot l_d \cdot iq - \frac{M \cdot R_2}{L_2^2} \cdot \phi_d - \frac{\omega_r \cdot M}{L_2} \cdot \phi_q \quad (12)$$

【0036】

$$vq = \omega^* \cdot l_d \cdot id + (R_d + s \cdot l_d) \cdot iq + \frac{\omega_r \cdot M}{L_2} \cdot \phi_d - \frac{M \cdot R_2}{L_2^2} \cdot \phi_q \quad (13)$$

【0037】

$$0 = -M \cdot id + (1 + T_2 \cdot s) \cdot \phi_d - \omega^* \cdot T_2 \cdot \phi_q \quad (14)$$

【0038】

$$0 = -M \cdot iq + \omega^* \cdot T_2 \cdot \phi_d + (1 + T_2 \cdot s) \cdot \phi_q \quad (15)$$

ここで、(14)式と(15)式に着目する。(3)式、(5)式及び(8)式を代入すると、d軸磁束 ϕ_d とq軸磁束 ϕ_q は(16)式と(17)式となる。なお、d軸電流 i_d は、励磁電流制御部103の働きによりd軸電流指令 i_d^* に一致する。また、q軸電流 i_q も同様に、トルク電流制御部108によりq軸電流指令 i_q^* に一致する。

【0039】

$$[\text{数16}] \quad \phi_d = M^* \cdot id^* \quad (16)$$

【0040】

$$[\text{数17}] \quad \phi_q = R_d \cdot id - \frac{M \cdot R_2}{L_2^2} \cdot (\phi_d - \phi') - \frac{\omega_r \cdot M}{L_2} \cdot \phi_q \quad (17)$$

【0044】

$$\delta vd = R_d \cdot id - \frac{M \cdot R_2}{L_2^2} \cdot (\phi_d - \phi') - \frac{\omega_r \cdot M}{L_2} \cdot \phi_q \quad (18)$$

この(19)式及び(20)式を(10)式に代入すると、(21)式及び(22)式が導出できる。

【0045】

50

【数20】

$$\delta vq = R_d \cdot iq + \frac{\omega_r \cdot M}{L_2} \cdot (\phi_d - \phi') - \frac{M \cdot R_2}{L_2^2} \cdot \phi_q \quad (19)$$

【数21】

$$ed = -\frac{M \cdot R_2}{L_2^2} \cdot (\phi_d - \phi') - \frac{\omega_r \cdot M}{L_2} \cdot \phi_q \quad (20)$$

【0046】

【数22】

$$\delta q = \frac{\omega r \cdot M}{L_2} \cdot (\phi d - \phi') - \frac{M \cdot R_2}{L_2^2} \cdot \phi q \quad (22)$$

さらに、(21)式及び(22)式を(11)式に代入すると(23)式及び(24)式が導出できる。

【0047】

【数23】

$$\delta \phi d = \phi d - \phi' \quad (23)$$

【0048】

【数24】

$$\delta \phi q = \phi q \quad (24)$$

したがって、誘導電動機9のモータ定数と制御装置に設定されたモータ定数の設定値に誤差が無く、(16)式及び(17)式が成り立つ場合は、d軸磁束誤差 $\delta \phi d$ 及びq軸磁束誤差 $\delta \phi q$ は0となり、定数補正部111から出力される相互インダクタンス、一次抵抗、二次抵抗の補正設定値M'、R1'、R2'は、それぞれ設定値M*、R1*、R2*に一致する。(設定値に誤差が生じたとき)ここで、モータ定数の設定値に誤差が生じた場合について考える。なお、ここでは、I0及びM/L2については、誘導電動機9のモータ定数と制御装置に設定されたモータ定数の設定値に誤差が無いものと仮定し、相互インダクタンス、一次抵抗、二次抵抗にのみ誤差があり、さらに一次抵抗と二次抵抗の誤差の割合が等しいものとする。

【0049】一回転速度が設定値より大きい場合一回転速度 ω_r が例えば $\omega_r 2$ より大きい場合を考える。相互インダクタンスの設定誤差 ΔM 、一次抵抗の設定誤差 ΔR_1 、二次抵抗の設定誤差 ΔR_2 に対するd軸磁束の変動 $\Delta \phi d$ は、(14)式より(25)式となる。

【0050】

【数25】

$$\begin{aligned} \Delta \phi d &= \Delta M \cdot id + \omega s \cdot \Delta T_2 \cdot \phi q \\ &= \Delta M \cdot id \end{aligned} \quad (25)$$

(25)式より、相互インダクタンスの設定誤差 ΔM により、d軸磁束が変動することがわかる。一方、d軸磁束が変動した場合、(23)式に示すようにd軸磁束誤差 $\delta \phi d$ で検出することができる。さらに、d軸磁束誤差 $\delta \phi d$ に基づき、図3の相互インダクタンスの定数補正部231により、相互インダクタンスの補正設定値M'が補正される。つまり、d軸磁束誤差 $\delta \phi d$ が0になるように相互インダクタンスの補正設定値M'が変化する。

【0051】ここで、d軸磁束誤差 $\delta \phi d$ が0になると、(25)式から相互インダクタンスの補正設定値M'が誘導電動機9の相互インダクタンスMと一致することになり、相互インダクタンスの設定誤差を補償することができる。

【0052】そこで、図3の相互インダクタンスの定数

補正部231は、基本的にd軸磁束誤差 $\delta \phi d$ を0に低減することにより、相互インダクタンスの設定値M*と実際値との誤差を補正するように構成されている。まず、係数器203において、d軸磁束誤差 $\delta \phi d$ に定数Kpf dが乗算されて第1の補正量が求められる。この第1の補正量は、加算器205、係数器206、及び加算器208を介して係数器210に伝達され、係数器210に設定されている相互インダクタンスの設定値M*に乘算される。これにより相互インダクタンスの設定値M*が補正され、係数器210から相互インダクタンスの補正設定値M'が出力される。

【0053】また、係数器204において、d軸磁束誤差 $\delta \phi d$ に定数Kif dが乗算されて第2の補正量が求められる。この第2の補正量は、係数器206、積分器209、及び加算器208を介して、第1の補正量に加算される。つまり、第1の補正量の系と第2の補正量の系により、P1処理による補正系が構成されている。これにより、相互インダクタンスの設定誤差によって生ずるd軸磁束誤差 $\delta \phi d$ が0になるように相互インダクタンスの補正設定値M'が、実際の相互インダクタンスMに一致される。

【0054】ところで、(14)式右辺の第3項によりq軸磁束 ϕq の変動がd軸磁束 ϕd の変動を引き起こし、(15)式右辺の第2項によりd軸磁束 ϕd の変動がq軸磁束 ϕq の変動を引き起こす。すなわち、(14)式右辺の第3項及び(15)式右辺の第2項によりd軸磁束とq軸磁束は互いに干渉している。このため、相互インダクタンスや二次抵抗の設定値を安定して補正するためには、この干渉の影響を取り除く必要がある。そこで、d軸磁束誤差 $\delta \phi d$ に基づき、係数器212を介して二次抵抗の補正設定値R2'を調整することにより、(15)式の第2項の影響を非干渉化する。すなわち、図3の係数器211において、q軸磁束誤差 $\delta \phi q$ にすべり周波数指令 ω_s^* と二次時定数の設定値T2*が乗算されて第3の補正量が求められる。この第3の補正量は加算器205において第1の補正量に加算され、これにより干渉が抑制される。

【0055】一方、相互インダクタンスの設定誤差 ΔM 、一次抵抗の設定誤差 ΔR_1 、二次抵抗の設定誤差 ΔR_2 に対するq軸磁束の変動 $\Delta \phi q$ は、(15)式より(26)式となる。

【0056】

【数26】

$$\Delta \phi q = \Delta M \cdot iq - \omega s \cdot \Delta T_2 \cdot \phi d \quad (26)$$

相互インダクタンスの誤差による影響は、前述したように補償されるため、q軸磁束の変動 $\Delta \phi q$ は(27)式となる。

【0057】

【数27】

$$\Delta \phi q = -\omega s \cdot \Delta T_2 \cdot \phi d \quad (27)$$

二次時定数T2の誤差の内、二次インダクタンスL2の誤差は、d軸磁束 ϕ_d の変動と相殺される。したがって、二次抵抗の設定誤差がq軸磁束の変動 $\Delta\phi_q$ の主原因である。一方、q軸磁束が変動した場合、(24)式に示すようにq軸磁束誤差 $\delta\phi_q$ により検出することができる。さらに、q軸磁束誤差 $\delta\phi_q$ に基づき、図3の一次抵抗及び二次抵抗の定数補正部232により、二次抵抗の補正設定値R2'が調整され、これによりq軸磁束誤差 $\delta\phi_q$ が0になるように二次抵抗の補正設定値R2'が変化する。

【0058】q軸磁束誤差 $\delta\phi_q$ が0になると、(27)式から二次抵抗の補正設定値R2'が誘導電動機9の二次抵抗R2と一致することになり、二次抵抗R2の設定誤差を補償することができる。また、二次抵抗の設定誤差の主原因是温度変化であるため、同様に温度で変化する一次抵抗の設定誤差も二次抵抗と同様に補正できる。

【0059】そこで、図3に示すように、二次抵抗の定数補正部232は、基本的にq軸磁束誤差 $\delta\phi_q$ を0に低減することにより、二次抵抗の設定値R2*と実際値との誤差を補正するものである。まず、係数器214においてq軸磁束誤差 $\delta\phi_q$ に定数Kpfqを乗算されて第4の補正量が求められる。この第4の補正量は、加算器215、係数器217、及び加算器222を介して係数器224に伝達され、係数器224に設定されている二次抵抗の設定値R2*に乘算される。これにより二次抵抗の設定値R2*が補正され、係数器224から二次抵抗の補正設定値R2'が出力される。

【0060】また、係数器213において、q軸磁束誤差 $\delta\phi_q$ に定数Kifqを乗算されて第5の補正量が求められる。この第5の補正量は、係数器216、加算器220、積分器221、及び加算器222を介して、第

$$eq = R\sigma \cdot iq + \frac{\omega r \cdot M}{L2} \cdot (\phi d - \phi q) - \frac{M \cdot R2}{L2^2} \cdot \phi q - \left\{ R1^2 + R2^2 \cdot \left(\frac{M^2}{L2^2} \right)^2 \right\} \cdot iq \quad (28)$$

$$= \Delta R\sigma \cdot iq$$

【0066】

【数29】

$$\Delta R\sigma = R\sigma - \left\{ R1^2 + R2^2 \cdot \left(\frac{M^2}{L2^2} \right)^2 \right\} \quad (29)$$

ここで、(28)式と(22)式の結果が異なるのは、抵抗誤差の影響を考慮しているためである。抵抗誤差が無い場合や、回転速度 ω_r が大きく抵抗誤差の影響が少ない場合は(22)式を用いることができる。しかし、回転速度 ω_r が小さくなり、抵抗誤差の影響が大きい場合は(28)式となる。よって、回転速度 ω_r が小さい場合、演算されたq軸起電力 e_q が0になるように一次抵抗の補正設定値R1'及び二次抵抗の補正設定値R2'を調整すれば。つまり、係数器219のゲインGL

4の補正量に加算される。つまり、第4の補正量の系と第5の補正量の系により、PI処理による補正系が構成されている。これにより、二次抵抗の設定誤差によって生ずるq軸磁束誤差 $\delta\phi_q$ が0になるように補正設定値R2'が、実際の二次抵抗R2に一致される。

【0061】ところで、前述したように、(14)式右辺の第3項によりq軸磁束 ϕ_q の変動がd軸磁束 ϕ_d の変動を引き起こし、(15)式右辺の第2項によりd軸磁束 ϕ_d の変動がq軸磁束 ϕ_q の変動を引き起こす。すなわち、(14)式右辺の第3項及び(15)式右辺の第2項によりd軸磁束とq軸磁束は互いに干渉している。このため、相互インダクタンスや二次抵抗の設定値を安定して補正するためには、この干渉の影響を取り除く必要がある。

【0062】そこで、d軸磁束誤差 $\delta\phi_d$ を第6の補正量として減算器215において第4の補正量から減算され、これにより干渉が抑制される。

【0063】一回転速度 ω_r が ω_r より小さい場合一回転速度 ω_r が小さいと、(10)式で求めるd軸起電力 e_d 及びq軸起電力 e_q は小さくなる。このため、回転速度 ω_r が小さい場合には一次抵抗及び二次抵抗の設定誤差により生じる(10)式右辺第2項の誤差の影響が大きくなる。これにより、d軸起電力 e_d あるいはq軸起電力 e_q の極性が反転すると補正設定値の変化も反転してしまうため、補正設定値が発散してしまう。そこで、上記原理による補正は、回転速度 ω_r が小さい領域ではゲインGHを小さくすることにより停止する。

【0064】(10)式と(20)式からq軸起電力 e_q は(28)式となる。但し、 $\Delta R\sigma$ は(29)式である。

【0065】

【数28】

$$eq = R\sigma \cdot iq + \frac{\omega r \cdot M}{L2} \cdot (\phi d - \phi q) - \left\{ R1^2 + R2^2 \cdot \left(\frac{M^2}{L2^2} \right)^2 \right\} \cdot iq \quad (28)$$

を「1」にし、q軸起電力 e_q に基づき、係数器218、係数器219、加算器220、積分器221、加算器222、係数器223又は係数器224を介して、一次抵抗の補正設定値R1'及び二次抵抗の補正設定値R2'を調整する。ただし、(28)式が回転速度 ω_r が小さい領域でのみ成立するため、回転速度 ω_r が大きい領域ではゲインGLを小さくする必要がある。

【0067】そこで、図3に示す実施形態では、係数器218において、q軸起電力 e_q に定数Kifrが乗算されて第7の補正量が求められる。この第7の補正量は、係数器219においてゲインGLが乗算され、加算器216より第5の補正量に置き換えられる。つまり、係数器219のゲインGLが「1」に近いときは、係数器216のゲインGHは「0」に近いから、回転速度 ω_r

に応じて係数器216と係数器219の第5と第7の補正量のいずれかが、積分器2212に入力されることになる。このようにして、加算器222から出力される補正量が係数器224に設定されている二次抵抗の設定値R2*に乘算され、補正設定値R2'が求められる。また、一次抵抗は二次抵抗と同様に変化するから、加算器222から出力される補正量が係数器223に設定されている一次抵抗の設定値R1*に乘算され、補正設定値R1'が求められる。

【0068】次に、相互インダクタンス、一次抵抗及び二次抵抗の設定誤差が補正される様子を具体的に説明する。まず、回転速度 ω_r が大きい場合を考える。相互インダクタンスの設定値M*が大きい場合、励磁電流演算部101で(3)式に基づき演算されるd軸電流指令*i_d**が小さくなり、d軸電流*i_d*は励磁電流制御部の働きにより*i_d**と一致するため、d軸電流*i_d*も小さくなる。これにより、誘導電動機9では、(14)式右辺第1項の絶対値が小さくなるため、d軸磁束 ϕ_d が小さくなる。さらにd軸磁束 ϕ_d が小さくなると(13)式右辺第3項が小さくなり、q軸電流*i_q*が増加する。この結果、減算器107に入力されるq軸電流*i_q*が増加し、トルク電流制御部108の出力であるq軸補償電圧 δv_q が減少する。

【0069】これにより、定数補正部111では、(10)式に基づき演算されるq軸起電力 e_q が減少し、さらに(11)式に基づき演算されるd軸磁束誤差 $\delta \phi_d$ が減少する。d軸磁束誤差 $\delta \phi_d$ が減少すると係数器203から加算器208及び係数器204から加算器208、さらに係数器210を経て相互インダクタンスの補正設定値M'が減少して真値Mへ近づいていく。

【0070】一方、d軸磁束 ϕ_d が減少することにより誘導電動機9の内部では(15)式右辺の第2項が減少するため、q軸磁束 ϕ_q が増加して干渉が発生する。この干渉を抑制する様子を説明する。上記のようにd軸磁束 ϕ_d が減少すると、d軸磁束誤差 $\delta \phi_d$ が減少する。これにより、係数器212から係数器224の経路により二次抵抗の補正設定値R2'が増加する。そのため、すべり周波数制御部109で(8)式に基づき演算されるすべり周波数指令 ω_s^* が増加する。その結果、(15)式右辺の第2項は、d軸磁束 ϕ_d の減少がすべり周波数 ω_s の増加により相殺され、q軸磁束 ϕ_q の変動が抑制されるから、干渉を抑制できる。

【0071】次に、二次抵抗の補正設定値R2'が大きい場合、すべり制御部109で(8)式に基づき演算されるすべり周波数指令 ω_s^* が増加し、加算器110を経て周波数指令 ω^* が増加する。これにより、誘導電動機9では(15)式右辺第2項が大きくなるため、q軸磁束 ϕ_q が小さくなる。さらに、(12)式右辺第4項の絶対値が小さくなり、d軸電流*i_d*が減少する。この結果、減算器102に入力されるd軸電流*i_d*が減少

し、励磁電流制御部103の出力であるd軸補償電圧 δv_d が増加する。そのため、定数補正部111では、(10)式に基づき演算されるd軸起電力 e_d が増加し、さらに(11)式に基づき演算されるq軸磁束誤差 $\delta \phi_q$ が減少する。その結果、q軸磁束誤差 $\delta \phi_q$ が減少すると係数器213から加算器222及び係数器214から加算器222、さらに係数器224を経て二次抵抗の補正設定値R2'が減少して真値R2へ近づいていく。

【0072】一方、q軸磁束 ϕ_q が減少することにより誘導電動機9の内部では(14)式右辺第3項の絶対値が減少するため、d軸磁束 ϕ_d が減少して干渉が発生する。この干渉を抑制する様子を説明する。上記のようにq軸磁束 ϕ_q が減少すると、q軸磁束誤差 $\delta \phi_q$ が減少する。これにより、係数器211から係数器210の経路により相互インダクタンスの補正設定値M'が減少する。相互インダクタンスの補正設定値M'が減少すると、励磁電流演算部101で(3)式に基づき演算されるd軸電流指令*i_d**が増加し、d軸電流*i_d*は励磁電流制御部の働きにより*i_d**と一致するため、d軸電流*i_d*も増加する。その結果、(14)式右辺第1項の絶対値が増加するため、q軸磁束 ϕ_q の減少による(14)式右辺第3項の絶対値の減少が相殺され、d軸磁束 ϕ_d の変動が抑制されるから、干渉を抑制できる。

【0073】次に、回転速度が小さい場合を考える。この場合、係数器206と207のゲインGHが「0」に近付くため、相互インダクタンスの設定値M*の補正是行われない。したがって、二次抵抗の設定値R2*が実際値よりも大きい場合について説明する。回転速度 ω_r が小さい場合も、q軸磁束 ϕ_q は減少するが、(12)式右辺第4項に含まれる回転速度 ω_r が小さいため、q軸電流*i_q*の変化は微小である。一方、(10)式右辺第2項の絶対値が増加するため、起電力 e_q が減少する。これにより、係数器218から係数器224を経て二次抵抗の補正設定値R2'が減少して真値R2へ近づいていく。

【0074】なお、以上の説明では相互インダクタンスなどの設定値が大きい場合について説明したが、設定値が小さい場合も変化が逆になるだけで、同様に設定値は真値に近づいていく。

【0075】また、二次抵抗の変動は温度変化が主原因であるため、二次抵抗が増加した場合は、温度が上昇したこと意味しており、このとき、一次抵抗も同時に増加している。このため、加算器222の出力が増加し、二次抵抗の補正設定値R2'が増加した場合、係数器223の出力である一次抵抗の補正設定値も増加させていく。

【0076】上述したように、本実施形態によれば、二次抵抗と相互インダクタンスを同時に補正設定することが可能であり、回転速度の小さい領域においても安定し

て二次抵抗を推定でき、さらに二次抵抗に比例する量に基づき一次抵抗を推定するため、高精度なトルク制御が可能になる。

[0077]

【発明の効果】以上述べたように、本発明によれば、誘導電動機の制御装置における二次抵抗と相互インダクタンスの設定誤差を同時に補償することができる。

【0078】また、回転速度が小さい領域においても安定して二次抵抗の設定誤差を補償することができる。

【図面の簡単な説明】
【図1】本発明の誘導電動機の制御装置の主要部である周波数電圧制御部の一実施形態の構成図を示す。

【図2】本発明を車両駆動用の誘導電動機に適用した制御装置の一実施形態の構成図を示す。

[図3] 図1の定数補正部111の詳細構成を示す図で

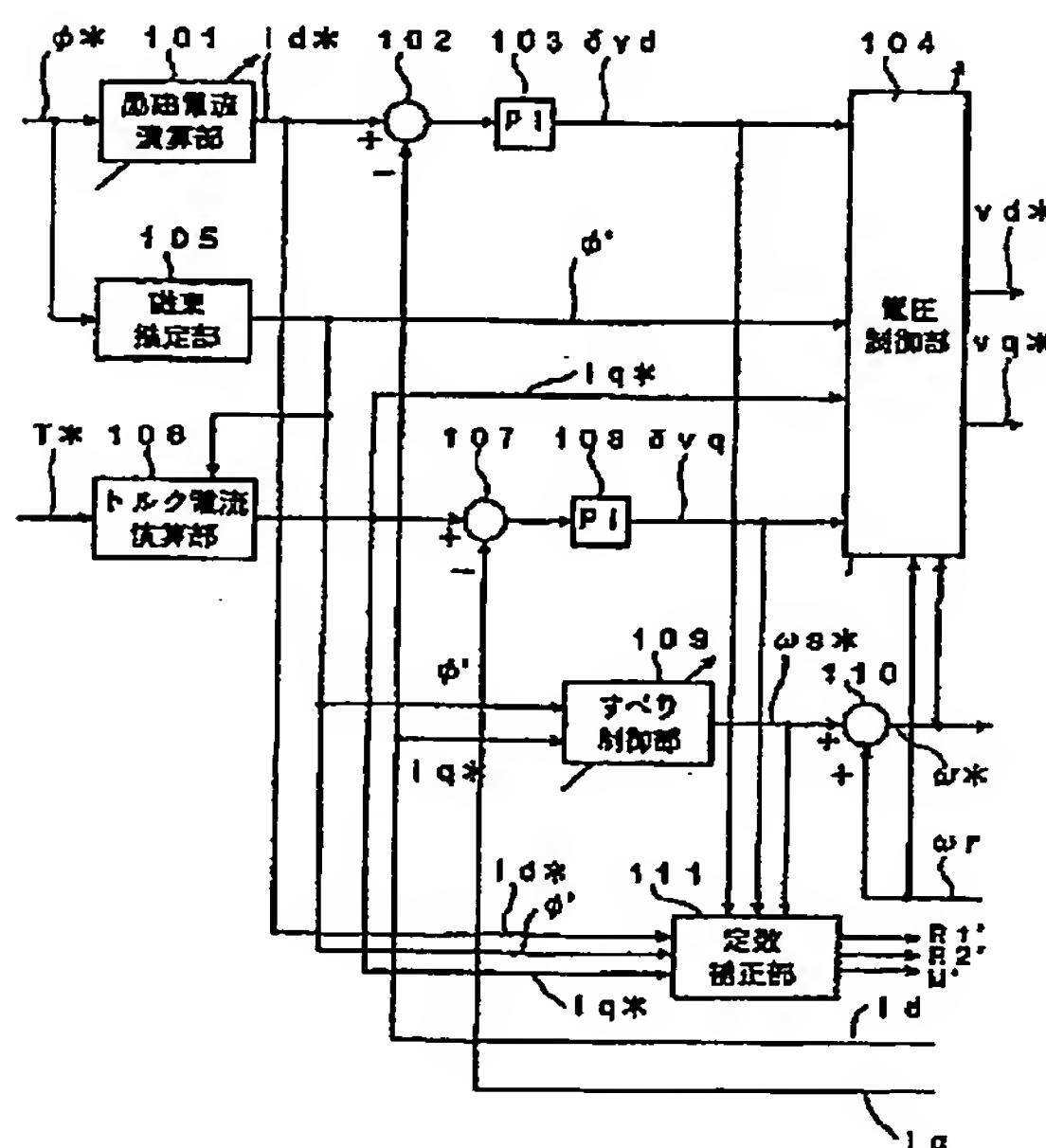
ある。

【図4】回転速度とゲインGH及びゲインGLとの関係を説明する図である。

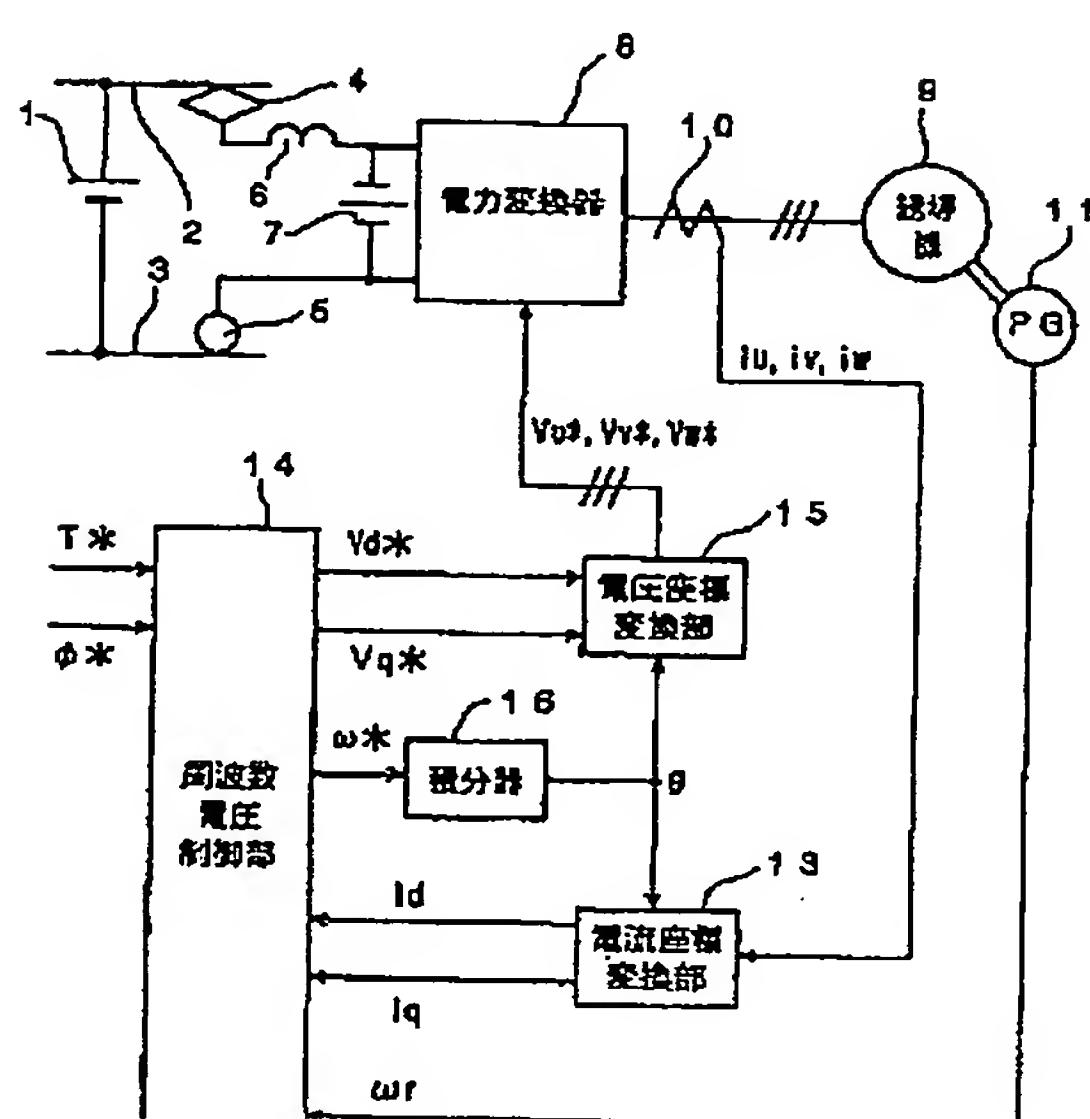
【符号の説明】

9 誘導電動機
 10 電流検出器
 13 電流座標変換部
 14 周波数電圧制御部
 101 励磁電流演算部
 102 減算器
 103 励磁電流制御部
 107 減算器
 108 トルク電流制御部
 109 すべり制御部
 111 定数補正部

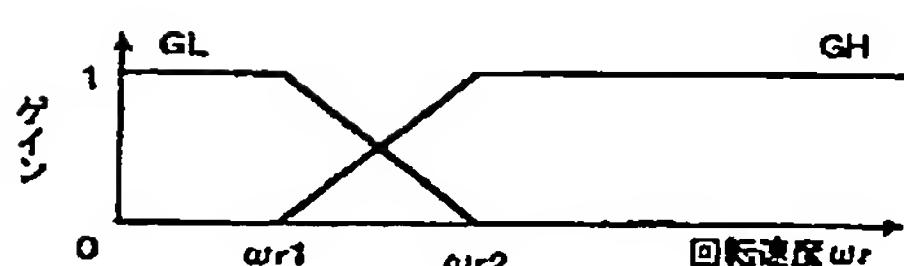
[図1]



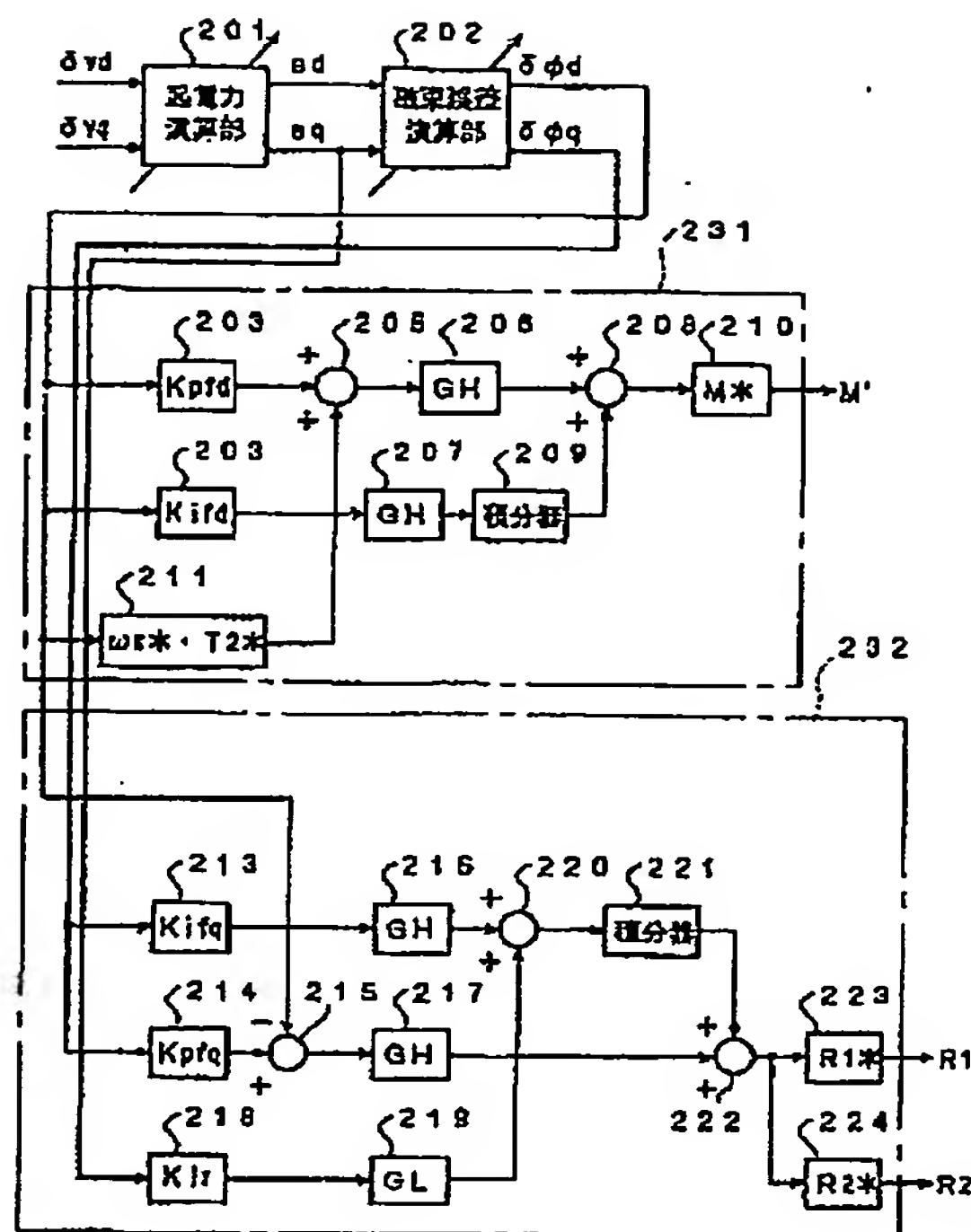
[图2]



〔圖書〕



[図3]



フロントページの続き

(72)発明者 鈴木 優人

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会
社日立製作所交通システム事業部水戸交通
システム本部内

(72)発明者 児島 徹郎

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会
社日立製作所交通システム事業部水戸交通
システム本部内

F ターム(参考) 5H576 CCO1 DD04 EE01 FF07 GG04
HB01 HB02 JJ01 JJ05 JJ25
LL01 LL22 LL29 LL30 LL40